



AUSLEGESCHRIFT

1 225 756

Deutsche Kl.: 21 e - 33

Nummer: 1 225 756
 Aktenzeichen: S 80572 IX d/21 e
Anmelddatag: 25. Juli 1962
Auslegetag: 29. September 1966

1

Ein kapazitiver Spannungswandler besteht aus einem kapazitiven Teiler, an dessen Teilerspannung ein induktiver Spannungswandler angeschlossen ist. Zur Erreichung einer genügenden Meßgenauigkeit enthält er ferner eine Resonanzdrossel. Da sowohl Resonanzdrossel als auch induktiver Spannungswandler Eisenkerne besitzen, besteht die Gefahr von Ferroresonanzschwingungen. Eine Vermeidung bzw. Abdämpfung dieser die Meßeigenschaften beeinträchtigenden Schwingungen erfordert, daß der aus Kondensator, Drossel und induktivem Spannungswandler bestehende Primärkreis einen genügend hohen Dämpfungswiderstand besitzt. Andererseits lassen sich die Anforderungen an die Meßgenauigkeit eines kapazitiven Spannungswandlers nur dann bei vernünftigem Aufwand erfüllen, wenn die inneren ohmschen Widerstände möglichst klein gehalten werden. Diese einander widersprechenden Forderungen haben zu einer Reihe von Kunstschaltungen geführt, bei denen die ohmschen Dämpfungswiderstände nur für Ströme wirksam sind, deren Frequenz von der Netzfrequenz abweicht. Da die Netzfrequenz bei 50 bzw. 60 Hz, also sehr niedrig liegt, erfordert diese Lösung sehr große Induktivitäten und Kondensatoren, d. h. einen großen Aufwand.

Nach einem anderen Vorschlag wird der Spannungsabfall an einem zusätzlichen ohmschen Dämpfungswiderstand im Primärkreis des induktiven Spannungswandlers, der meist als Zwischenwandler bezeichnet wird, durch einen zusätzlichen Hilfswandler der Sekundärspannung des induktiven Zwischenwandlers wieder hinzugefügt. Diese Anordnung hat den Nachteil, daß außer dem Aufwand für einen zusätzlichen, genau abgestimmten Hilfswandler zusätzliche ohmsche Dämpfungsmittel erforderlich sind.

Die vorliegende Erfindung bezweckt die Vermeidung der Nachteile der bekannten Kunstschaltungen und sieht vor, daß zur Kompensation des durch den Bürdenstrom an den Dämpfungsmitteln im Primärkreis des Zwischenwandlers erzeugten Spannungsabfalls erfundungsgemäß der Sekundärkreis des Zwischenwandlers ein Netzwerk mit Verstärkerwirkung enthält, dessen Ausgang in Reihe mit der Bürde liegt und dessen Eingang mit einer dem Bürdenstrom proportionalen Größe beaufschlagt ist.

Fig. 1 zeigt das Prinzipschaltbild eines kapazitiven Spannungswandlers. 1 und 2 stellen die beiden Kondensatoren des kapazitiven Spannungsteilers dar, 3 ist die Resonanzdrossel mit Eisenkern und 4 der induktive Zwischenwandler mit dem Über-

Kapazitiver Spannungswandler mit negativem Widerstand im Meßkreis

5 Anmelder:

Siemens & Halske Aktiengesellschaft,
 Berlin und München,
 München 2, Wittelsbacherplatz 2

15 Als Erfinder benannt:

Dipl.-Ing. Dr. Lutz Seguin, Hamburg

2

20 setzungsverhältnis ü. Die Bürde des kapazitiven Spannungswandlers wird durch die Impedanz 5 dargestellt.

Fig. 2 zeigt die Abänderung der Schaltung nach Fig. 1 gemäß der vorliegenden Erfindung. 6 ist der Dämpfungswiderstand im Primärkreis. Auf der Sekundärseite des induktiven Zwischenwandlers 4 befindet sich in Reihe mit der Bürde 5 eine beispielsweise Ausführungsform eines Netzwerkes mit Verstärkerwirkung. Die Eingangsspannung des als Leistungsverstärker 7 ausgebildeten Netzwerkes wird an einem vom Bürdenstrom i_2 durchflossenen Shunt 8 abgenommen. Die Ausgangsspannung u_v ist dann nach Größe und Phase direkt proportional dem Bürdenstrom i_2 und wirkt für diesen als treibende Spannung. Die Spannung u_B an der Bürde beträgt dann

$$u_B = u_2 + u_v,$$

40 und der durch den Verstärker 7 dargestellte Widerstand ist gegeben durch die Beziehung

$$R = u_v / i_2.$$

Da, wie oben ausgeführt wurde, die Ausgangsspannung u_v des Leistungsverstärkers 7 nach Größe und Phase dem Bürdenstrom i_2 direkt proportional ist, wobei die Größe der Ausgangsspannung u_v derart gewählt ist, daß der ohmsche Spannungsabfall an den Dämpfungsmitteln im Primärkreis des Zwischenwandlers kompensiert wird, stellt das Netzwerk mit Verstärkerwirkung bzw. der Leistungsverstärker einen dem Widerstand der Dämpfungsmittel unter Berücksichtigung des Übersetzungsverhältnisses des Zwischenwandlers betragsmäßig gleichen, aber ent-

gegengesetzten Widerstand (negativen Widerstand) dar.

Die Größe des Widerstandes R muß so gewählt werden, daß gilt

$$u^2 \cdot R + R_1 = 0.$$

Die Meßgenauigkeit des kapazitiven Spannungswandlers ist am größten, wenn R , die Summe aller ohmschen Widerstände des Primärkreises des Zwischenwandlers 4 darstellt, nämlich die Summe aus dem Dämpfungswiderstand 6, dem Wicklungswiderstand und dem Eisenverlustwiderstand der Resonanzdrossel 3 und dem primären Wicklungswiderstand des induktiven Zwischenwandlers 4. Unter Berücksichtigung des Übersetzungsverhältnisses $ü$ kann auch der sekundäre Wicklungswiderstand des induktiven Zwischenwandlers in R_1 enthalten sein.

Legt man die Anordnung beispielsweise so aus, daß bei Nennbelastung des kapazitiven Spannungswandlers der ohmsche Spannungsabfall an R , etwa 10% der Teilerspannung u_c beträgt, so muß die Verstärkerspannung u_v auch 10% der sekundären Leerlaufspannung betragen; die abzugebende Leistung des Verstärkers 7 beträgt dann 10% der Meßleistung des kapazitiven Spannungswandlers. Etwaige Fehler des Verstärkers 7 gehen in diesem Fall nur mit einem Zehntel ihres Wertes in die Meßgenauigkeit des kapazitiven Spannungswandlers ein.

Da bei der vorliegenden Anordnung der Dämpfungswiderstand R_1 nicht als einzelnes Element benötigt wird, ist es möglich, ihn mit der Resonanzdrossel 3 zu vereinigen. Dadurch ist es weiterhin möglich, auf eine hohe Güte der Resonanzdrossel zu verzichten und diese als reine Lüftdrossel auszuführen, wodurch bereits ein großer Teil der möglichen Ferroresonanzschwingungen wirksam vermieden wird.

Die Anordnung nach Fig. 2 hat noch den Nachteil, daß der Verstärker 7 an seinen Klemmen 9 eine fremde Stromversorgung benötigt. Dies wird in der Anordnung gemäß Fig. 3 vermieden. Darin stellen 1 und 2 wieder den kapazitiven Spannungssteiler, 4 den induktiven Spannungswandler und 5 seine Bürde dar. Die Resonanzdrossel 11 ist jetzt eine reine Lüftdrossel; der Dämpfungswiderstand R_1 ist als Wicklungswiderstand der Resonanzdrossel 11 und des induktiven Spannungswandlers 4 ausgeführt.

Da es bekannt ist, ein als negativer Widerstand wirkendes Netzwerk auch z. B. durch Verwendung eines pnpn-Transistors zu verwirklichen, wurde das Netzwerk 12 auf der Sekundärseite des Zwischenwandlers 4 in Fig. 3 rein, schematisch dargestellt. Seine Speisung an den Klemmen 13 erfolgt über eine Gleichrichteranordnung 14 parallel zur Bürde direkt durch den kapazitiven Wandler, so daß man auf eine fremde Stromquelle verzichten kann. Durch eine Pufferbatterie 15 kann man erreichen, daß das Netzwerk 12 auch bei einem Zusammenbruch der Netzspannung noch eine gewisse Zeit wirksam bleibt.

Ein wichtiges Kennzeichen der vorliegenden Erfindung besteht gegenüber bereits bekannten Anordnungen darin, daß das Netzwerk mit Verstärkerwirkung auf der Sekundärseite des induktiven Zwischenwandlers angeordnet ist und nur von dem Sekundärstrom gesteuert wird. Das hat die Vorteile, das erstmals keine zusätzliche Verbindung zur Primärseite des Zwischenwandlers vorhanden sein muß, vor allem aber, daß zweitens das Netzwerk mit Ver-

stärkerwirkung nur für den Sekundärstrom des Zwischenwandlers wirksam ist, während die Differenz von Sekundär- und Primärstrom, nämlich der für die Kippschwingungserscheinungen verantwortliche Magnetisierungsstrom des induktiven Zwischenwandlers, durch die ohmschen Widerstände des Primärkreises gedämpft wird, ohne daß diese Dämpfung durch ein Netzwerk mit Verstärkerwirkung wieder aufgehoben wird. Der beanspruchte kapazitive Spannungswandler besitzt also durch das Vorsehen ohmscher Dämpfungsmitte im Primärkreis seines induktiven Zwischenwandlers günstige Eigenschaften hinsichtlich der Kippschwingungsunterdrückung, ohne daß die Übertragung der netzfrequenten Schwingungen hierdurch beeinflußt wird, während umgekehrt die zur unbeeinflußten Übertragung der netzfrequenten Schwingungen vorgeschrittenen Mittel und Maßnahmen die Kippschwingungsunterdrückung nicht beeinflussen. Denn von der Bürde 5 her gesehen hat der kapazitive Spannungswandler mit einem Netzwerk mit Verstärkerwirkung im Sekundärkreis einen sehr kleinen Innenwiderstand, vom induktiven Zwischenwandler her gesehen jedoch den durch die ohmschen Widerstände des Primärkreises gegebenen Innenwiderstand.

Bei einem sekundärseitigen Kurzschluß des induktiven Spannungswandlers und genauer Resonanzabstimmung des Primärkreises wird der Kurzschlußstrom durch den ohmschen Dämpfungswiderstand R_1 begrenzt, bei der beispielsweise erwähnten Auslegung auf den zehnfachen Nennstrom, wenn dafür gesorgt wird, daß z. B. der Verstärker 7 nur bis zum Nennstrom als »negativer Widerstand« arbeitet und für größere Ströme übersteuert wird. Bei Aufheben des Kurzschlusses des induktiven Zwischenwandlers kann durch die Trägheit des primären Stromkreises eine hohe Überspannung an den Klemmen des induktiven Zwischenwandlers erzeugt werden, wodurch einmal die angeschlossenen Meßgeräte gefährdet werden, zum anderen die Gefahr besteht, daß der induktive Zwischenwandler sich sättigt und damit Anlaß zu Ferroresonanzschwingungen gibt. Zur Vermeidung dieser Überspannungen wird deshalb an die Primär- oder Sekundärklemmen des induktiven Zwischenwandlers eine selbstlöschende Funkenstrecke 16 oder ein Überspannungsableiter geschaltet, wodurch die Überspannungen auf ungefährliche Werte begrenzt werden. Gemäß der vorliegenden Erfindung gelingt es, einen kippschwingungssicheren, kapazitiven Spannungswandler mit genügender Meßgenauigkeit und kleinem Aufwand zu bauen.

Patentansprüche:

1. Kapazitiver Spannungswandler mit induktivem Zwischenwandler, in dessen Primärkreis eine Resonanzdrossel und Dämpfungsmitte gegen Kippschwingungen vorhanden sind, daß durch gekennzeichnet, daß der Sekundärkreis des Zwischenwandlers ein Netzwerk mit Verstärkerwirkung enthält, dessen Ausgang in Reihe mit der Bürde liegt und dessen Eingang mit einer dem Bürdenstrom proportionalen elektrischen Größe beaufschlagt ist.

2. Spannungswandler nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Resonanzdrossel als reine Lüftdrossel ausgeführt ist.

3. Spannungswandler nach den Ansprüchen 1 und 2, dadurch gekennzeichnet, daß die Speise- spannung des Netzwerkes mit Verstärkerwirkung über eine Gleichrichteranordnung parallel zur Bürde des kapazitiven Spannungswandlers ent- nommen wird.

4. Spannungswandler nach den vorhergehen- den Ansprüchen, dadurch gekennzeichnet, daß parallel zu den Primär- oder Sekundärklemmen des induktiven Zwischenwandlers eine Span- nungsbegrenzungseinrichtung, beispielsweise eine selbstlöschende Funkenstrecke, angeordnet ist.

Hierzu 1 Blatt Zeichnungen

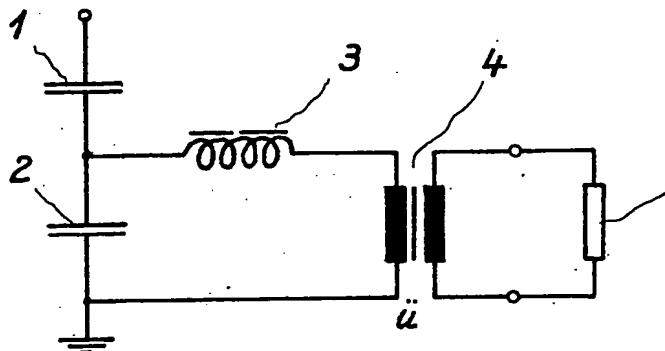


Fig. 1

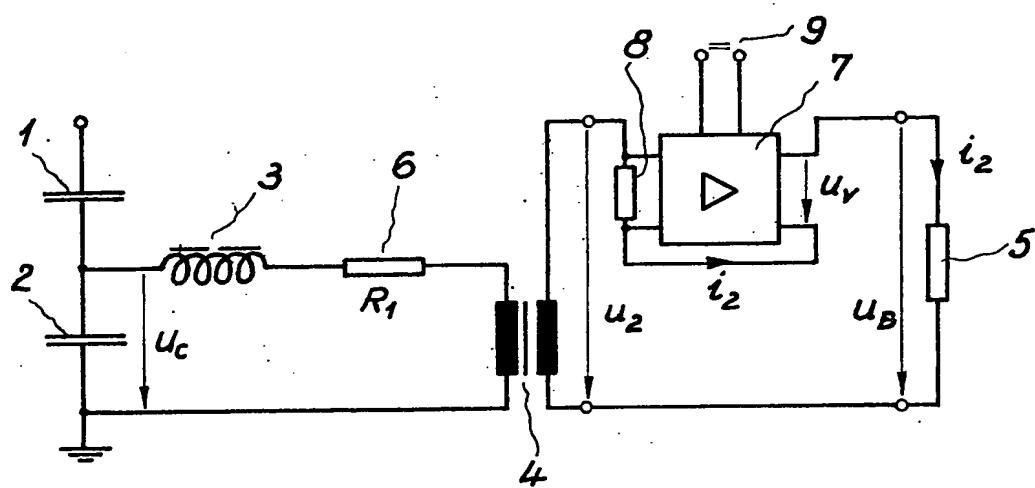


Fig. 2

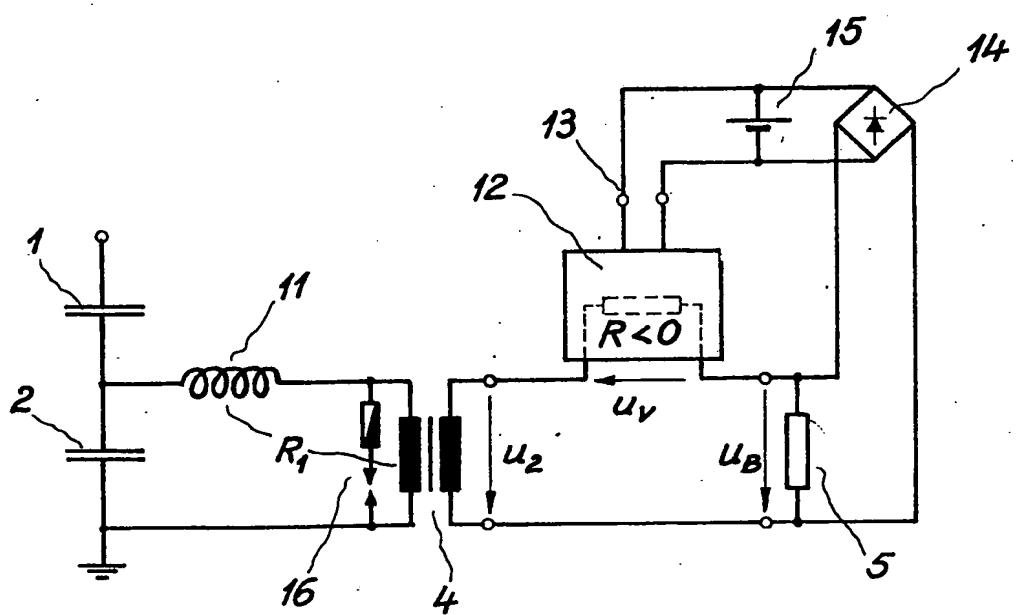


Fig. 3

Capacitive voltage transformer having a negative resistance in
the measurement circuit

Applicant:

Siemens & Halske Aktiengesellschaft,
Berlin and Munich,
Munich 2, Wittelsbacherplatz 2

Inventor:

Dipl.-Ing. Dr. Lutz Seguin, Hamburg

A capacitive voltage transformer comprises a capacitive divider, an inductive voltage transformer being connected to the divider voltage of said divider. In order to achieve satisfactory measurement accuracy, it also contains a resonant inductor. Since both the resonant inductor and the inductive voltage transformer have iron cores, there is the risk of ferroresonance oscillations. In order to avoid or attenuate these oscillations which impair the measurement properties, it is necessary for the primary circuit comprising the capacitor, the inductor and the inductive voltage transformer to have a satisfactorily high damping resistance. On the other hand, the requirements for measurement accuracy of a capacitive voltage transformer can only be met with a reasonable amount of complexity if the internal nonreactive resistances are kept as low as possible. These demands which contradict one another have led to a series of artificial circuits, in the case of which the nonreactive damping resistances are only effective for currents whose frequency is different than the system frequency. Since the system frequency is 50 or 60 Hz, i.e. is very low, this solution requires a very large number of inductances and capacitors, i.e. considerable complexity.

In accordance with another proposal, the voltage drop across an additional nonreactive damping resistance in the primary circuit of the inductive voltage transformer, which is usually referred to as a matching transformer, is again added, by an additional auxiliary transformer, to the secondary voltage of the inductive matching transformer. This arrangement has the disadvantage that, apart from the complexity involved with an additional, precisely matched auxiliary transformer, additional resistive damping means are required.

The present invention has the purpose of avoiding the disadvantages of the known artificial circuits and envisages that, according to the invention, the secondary circuit of the matching transformer, for the purpose of compensating for the voltage drop produced by the load current across the damping means in the primary circuit of the matching transformer, contains a network having an amplifier effect, whose output is connected in series with the load and whose input is applied a value which is proportional to the load current.

Figure 1 shows the block diagram of a capacitive voltage transformer. 1 and 2 represent the two capacitors of the capacitive voltage divider, 3 is the resonant inductor with an iron core and 4 is the inductive matching transformer with the transformation ratio \bar{u} . The load of the capacitive voltage transformer is represented by the impedance 5.

Figure 2 shows the modification of the circuit shown in figure 1 in accordance with the present invention. 6 is the damping resistance in the primary circuit. An exemplary embodiment of a network having an amplifier effect is connected in series with the load 5 on the secondary side of the inductive matching transformer 4. The input voltage of the network formed as a power amplifier 7 is tapped off at a shunt 8 through which the load current i_2 flows. The output voltage

u_v is then directly proportional in terms of value and phase to the load current i_2 and acts as the electromotive force for this load current i_2 . The voltage u_B across the load is then

$$u_B = u_2 + u_v$$

and the resistance represented by the amplifier 7 is given by the following relationship

$$R = u_v/i_2.$$

Since, as has been mentioned above, the output voltage u_v of the power amplifier 7 is directly proportional in terms of value and phase to the load current i_2 , the value of the output voltage u_v being selected such that the resistive voltage drop across the damping means in the primary circuit of the matching transformer is compensated for, the network having an amplifier effect or the power amplifier represents a resistance (negative resistance) which is equal in value, but has the opposite mathematical sign, to the resistance of the damping means taking into consideration the transformation ratio of the matching transformer.

The value for the resistance R needs to be selected such that the following is true

$$\ddot{u}^2 \cdot R + R_1 = 0.$$

The measurement accuracy of the capacitive voltage transformer is at its greatest if R_1 represents the sum of all of the nonreactive resistances in the primary circuit of the matching transformer 4, namely the sum of the damping resistance 6, the winding resistance and the iron loss resistance of the resonant inductor 3 and the primary winding resistance of the inductive matching transformer 4. Taking into consideration the transformation ratio \ddot{u} , it is also possible for the secondary

winding resistance of the inductive matching transformer to be included in R_1 .

If the arrangement is designed, for example, such that, in the case of a rated load of the capacitive voltage transformer, the resistive voltage drop across R_1 is approximately 10% of the divider voltage, the amplifier voltage u_v will also need to be 10% of the secondary no-load voltage; the power to be emitted by the amplifier 7 is then 10% of the measuring power of the capacitive voltage transformer. Any faults on the amplifier 7 are in this case only included in the measurement accuracy of the capacitive voltage transformer as one tenth of their value.

Since in the present arrangement the damping resistance R_1 is not required as an individual element, it is possible to combine it with the resonant inductor 3. This also makes it possible to dispense with a high magnification factor for the resonant inductor and to provide the resonant inductor in the form of a purely air-core inductor, as a result of which a large part of the possible ferroresonance oscillations can effectively be avoided.

The arrangement shown in figure 2 also has the disadvantage that the amplifier 7 requires an external power supply at its terminals 9. This is avoided in the arrangement shown in figure 3. In figure 3, 1 and 2 again represent the capacitive voltage divider, 4 represents the inductive voltage transformer and 5 represents its load. The resonant inductor 11 is now a purely air-core inductor; the damping resistance R_1 is in the form of a winding resistance of the resonant inductor 11 and of the inductive voltage transformer 4.

Since it is known also to implement a network acting as a negative resistance, for example, by using a pnnp transistor, the network 12 on the secondary side of the matching transformer 4 has been illustrated purely schematically in

figure 3. Its supply to the terminals 13 takes place via a rectifier arrangement 14 connected in parallel with the load directly by means of the capacitive transformer, with the result that an external current source can be dispensed with. By means of a back-up battery 15, it is possible to achieve a situation in which the network 12 also remains active when there is a breakdown in the system voltage for a certain amount of time.

One important characterizing feature of the present invention compared with already known arrangements consists in the fact that the network having an amplifier effect is arranged on the secondary side of the inductive matching transformer and is only controlled by the secondary current. This has the advantages that, firstly, no additional connection to the primary side of the matching transformer needs to be provided, but primarily that, secondly, the network having an amplifier effect is only effective for the secondary current of the matching transformer, while the difference between the secondary and the primary current, namely the magnetizing current, responsible for the relaxation oscillation phenomena, of the inductive matching transformer, is damped by the nonreactive resistances of the primary circuit without this damping being cancelled again by a network having an amplifier effect. The claimed capacitive voltage transformer therefore has favorable properties as regards relaxation oscillation suppression owing to the provision of resistive damping means in the primary circuit of its inductive matching transformer, without the transfer of the system-frequency oscillations being influenced hereby, while on the other hand, the means and measures provided for the uninfluenced transfer of the system-frequency oscillations do not influence relaxation oscillation suppression. This is because, when viewed from the load 5, the capacitive voltage transformer having a network having an amplifier effect in the secondary circuit has a very low internal resistance, but when viewed from the inductive

matching transformer, has the internal resistance provided by the nonreactive resistances in the primary circuit.

In the event of a secondary-side short circuit of the inductive voltage transformer and in the case of precise resonance tuning of the primary circuit, the short-circuit current is limited by the nonreactive damping resistance R_1 , in the configuration mentioned by way of example to ten times the rated current, if it is ensured that, for example, the amplifier 7 only operates as a "negative resistance" up to the rated current and is overridden for higher currents. If the short circuit of the inductive matching transformer is cancelled, a high overvoltage can be produced at the terminals of the inductive matching transformer as a result of the inertia of the primary circuit, as a result of which, firstly, the connected measuring devices are endangered and, secondly, there is the risk of the inductive matching transformer being saturated and thus providing the opportunity for ferroresonance oscillations. In order to avoid these overvoltages, a self-quenching spark gap 16 or a surge arrester is therefore connected to the primary or secondary terminals of the inductive matching transformer, as a result of which the overvoltages are limited to nonhazardous values. In accordance with the present invention, it is possible to construct a capacitive voltage transformer which is protected against relaxation oscillations with a sufficient degree of measurement accuracy and little complexity.

Patent claims:

1. A capacitive voltage transformer having an inductive matching transformer, in the primary circuit of which there is a resonant inductor and damping means acting against relaxation oscillations, characterized in that the secondary circuit of the matching transformer contains a network having an amplifier effect, whose output is connected in series with the load and whose input is subjected to an electrical variable which is proportional to the load current.
2. The voltage transformer as claimed in claim 1, characterized in that the resonant inductor is in the form of a purely air-core inductor.
3. The voltage transformer as claimed in claims 1 and 2, characterized in that the feed voltage of the network having an amplifier effect is drawn via a rectifier arrangement parallel to the load of the capacitive voltage transformer.
4. The voltage transformer as claimed in one of the preceding claims, characterized in that a voltage-limiting device, for example a self-quenching spark gap, is arranged in parallel with the primary or secondary terminals of the inductive matching transformer.